

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le

20 OCT. 2003

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

DOCUMENT DE PRIORITÉ

PRÉSENTÉ OU TRANSMIS
CONFORMÉMENT À LA
RÈGLE 17.1.a) OU b)

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

Le de Saint Petersburg
A/RIS cedex 03
tél : 33 (0)1 53 04 53 04
fax : 33 (0)1 53 04 45 23
e-mail : npi@npi.fr



1. The first part of the document is a list of the names of the persons who were present at the meeting.

2. The second part of the document is a list of the names of the persons who were absent from the meeting.

3. The third part of the document is a list of the names of the persons who were present at the meeting.

4. The fourth part of the document is a list of the names of the persons who were absent from the meeting.

5. The fifth part of the document is a list of the names of the persons who were present at the meeting.

6. The sixth part of the document is a list of the names of the persons who were absent from the meeting.

7. The seventh part of the document is a list of the names of the persons who were present at the meeting.

8. The eighth part of the document is a list of the names of the persons who were absent from the meeting.



26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11354*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Important Remplir impérativement la 2ème page.

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DE 540 W / 190500

REMISE DES PIÈCES DATE 18 OCT 2002 LIEU 13 INPI MARSEILLE N° D'ENREGISTREMENT 0212959 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 18 OCT. 2002		NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE MINIPAT MARCHAND André 1 Place des Martyrs de la Résistance 13000 AIX EN PROVENCE	
Vos références pour ce dossier (facultatif) 100195 FR			
Confirmation d'un dépôt par télécopie <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie			
NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet <input checked="" type="checkbox"/>			
Demande de certificat d'utilité <input type="checkbox"/>			
Demande divisionnaire <input type="checkbox"/>			
Demande de brevet initiale N° _____ Date ____/____/____ ou demande de certificat d'utilité initiale N° _____ Date ____/____/____			
Transformation d'une demande de brevet européen Demande de brevet initiale <input type="checkbox"/> N° _____		Date ____/____/____	
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) Oscillateur contrôlé en tension comprenant un circuit de comp. de l'effet d'entraînement en fréquence			
DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE		Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
Nom ou dénomination sociale		STMICROELECTRONICS	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		13 4 1 4 5 3 8 6	
Code APE-NAF		13 2 1 B	
Adresse	Rue	29 Boulevard Roin	
	Code postal et ville	92120 MONTELEONE	
Pays		FRANCE	
Nationalité		FRANCAIS	
N° de téléphone (facultatif)			
N° de télécopie (facultatif)			
Adresse électronique (facultatif)			



BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 2/2

REMISE DES PIÈCES DATE 18 OCT 2002 LIEU 13 INPI MARSEILLE N° D'ENREGISTREMENT 0212959 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI	
Vos références pour ce dossier : <i>(facultatif)</i>	
64 MANDATAIRE	
Nom	MARCHAND
Prénom	André
Cabinet ou Société	OMNIPAT
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel	
Adresse	Rue
	Code postal et ville
N° de téléphone <i>(facultatif)</i>	
N° de télécopie <i>(facultatif)</i>	
Adresse électronique <i>(facultatif)</i>	
74 INVENTEUR (S)	
Les inventeurs sont les demandeurs	
<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas	
8 RAPPORT DE RECHERCHE	
Uniquement pour une	
Établissement immédiat ou établissement différé	
<input checked="" type="checkbox"/>	
<input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance	
Paiement en deux versements	
<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non	
9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES	
Uniquement pour les	
<input type="checkbox"/> Requête pour la première	
<input type="checkbox"/> Requête antérieure	
pour cette invention	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes	
10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) MARCHAND André - CPI-N° 95 0303 OMNIPAT	

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978 relative à l'informatique, aux fichiers et aux bases de données.
Elle garantit un droit d'accès et de rectification pour les données vous concernant.

DB 543 W/190600	
100195 FR	
MARCHAND	
André	
OMNIPAT	
24 Place des Martyrs de la Liberté	
13100 AIX EN PROVENCE	
04.42.99.06.60	
04.42.99.06.69	
une désignation d'inventeur(s) séparée	
le de brevet (y compris division et transformation)	
ts, uniquement pour les personnes physiques	
sa physiques	
pour cette invention (joindre un avis de non-imposition)	
dépôt (joindre une copie de la décision d'admission	
sa référence) :	
VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI	

Les s'applique aux réponses faites à ce formulaire.
Après de l'INPI.

OSCILLATEUR CONTRÔLE EN TENSION COMPENSATION DE L'EFFET DE

COMPRENANT UN CIRCUIT DE TRAÎNEMENT EN FREQUENCE

La présente invention concerne les oscillateurs contrôlés en tension ou VCO ("Voltage Controlled Oscillator").

La présente invention concerne plus particulièrement un circuit RF comprenant un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal de phase pour contrôler une boucle à verrouillage de phase, un circuit de modulation recevant le signal RF et délivrant un signal modulé comprenant au moins une composante harmonique RF susceptible de perturber l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage en fréquence.

Dans les circuits radiofréquence utilisant des VCO, les phénomènes de fuite de laux harmoniques dégradent les performances des VCO en raison d'un effet d'accrochage en fréquence généralement appelé "injection locking" ou "injection lock".

La présente invention vise la suppression, à tout le moins la diminution, de l'effet d'accrochage en fréquence dans les VCO.

Pour fixer les idées, une figure 1 illustre une application classique d'un TXCT dans le domaine de la radiotéléphonie. On distingue sur cette figure un circuit RFCT comprenant un VCO, un circuit formant une boucle à verrouillage de phase ou PLL ("Phase Locked Loop") et un circuit de modulation TXCT.

Le VCO délivre au circuit de modulation TXCT une tension V_1 dont la fréquence est contrôlée par le circuit PLL. Le circuit PLL comprend à cet effet un diviseur de fréquence par N qui reçoit en entrée la fréquence F_1 et qui délivre un signal de fréquence F_1/N sur une entrée d'un comparateur de phase PCOMP. Le

comparateur de phase reçoit la fréquence de référence F_{REF} . Par exemple, la fréquence F_{REF} est délivrée par un diviseur M DIVM dont l'entrée est reliée à un oscillateur. Le comparateur délivre un signal appliqué sur une entrée de l'intermédiaire d'un filtre bande passante déterminée. Le signal en fréquence et en phase est

10 $N/M * F_{REF}$.

Le circuit TXCT est ici un circuit de données par modulation en quadrature) prévu par exemple

15 Le circuit TXCT reçoit un signal analogique S_x et le signal RFS_x destiné à être modulé en phase au moyen de la quadrature.

20 Le circuit TXCT comprend une entrée reçoit le signal V une porteuse F_{RF} de modulation. K étant généralement égal à 4. Le signal S_x est numérisé par un convertisseur modem codeur CODEM puis un processeur IQGEN. Le processeur délivre des signaux en phase I et en quadrature Q . Le signal I est appliqué à l'entrée d'un mélangeur IMIX et le signal Q est appliqué à l'entrée d'un mélangeur QMIX. Le mélangeur IMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} et le mélangeur QMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} déphasée de 90° . Les sorties des mélangeurs IMIX et QMIX sont appliquées à un additionneur IQAD qui

35 IMIX, QMIX sont appliquées à un additionneur IQAD qui délivre le signal modulé

une autre entrée une fréquence F_{REF} est par un diviseur M DIVM dont l'entrée est reliée à un oscillateur quartz. La sortie du diviseur contrôle V_{cont} qui est appliquée au contrôle du VCO par la boucle LOOPF ayant une fréquence F_l est ainsi asservie. La fréquence F_l est égale à

Le circuit de transmission est un circuit de transmission en IQ (modulation PM en quadrature) prévu par exemple pour un téléphone mobile.

Le circuit reçoit en entrée un signal S_x et le signal du VCO, et délivre un signal modulé à une antenne RF, qui délivre deux signaux I et Q en

diviseur par K DIVK dont la sortie délivre la fréquence F_{RF} étant égale à F_l/K , K étant généralement égal à 4. Le signal S_x est numérisé par un convertisseur modem codeur CODEM puis est appliqué à un processeur IQGEN. Le processeur IQGEN délivre, dans une bande de base de fréquence F_l , des signaux en phase I et en quadrature Q . Le signal I est appliqué sur une entrée de l'intermédiaire d'un mélangeur IMIX et le signal Q est appliqué sur une entrée de l'intermédiaire d'un mélangeur QMIX. Le mélangeur IMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} et le mélangeur QMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} déphasée de 90° . Les sorties des mélangeurs IMIX et QMIX sont appliquées à un additionneur IQAD qui délivre le signal modulé

appliqué à un amplificateur de sortie RFAMP dont la sortie forme la sortie du circuit de transmission TXCT.

Le signal S_x contient généralement des données à transmettre, par exemple une information binaire codée, et présente un spectre de fréquences représentatif du schéma de modulation prévu par la norme en oeuvre (par exemple GMSK en GSM). En considérant par titre d'exemple que le signal S_x est une tonalité unique ("single tone"), le circuit IQGEN délivre alors deux sinusoides pures en quadrature $I = \cos(F_{BB})$ et $Q = \sin(F_{BB})$. Le résultat de la modulation de phase IQ est dans ce cas une tonalité unique de fréquence $F_{RF} + F_{BB}$. La composante image $F_{RF} - F_{BB}$ est supprimée par la modulation en quadrature, et est supprimée.

En raison d'imperfections dans le circuit de modulation, ou "non-linéarité", le signal de sortie utile $H1$ de fréquence $F_{RF} + F_{BB}$, des harmoniques $H3, H4, \dots$. Parmi ces composantes, l'une au moins est proche de la fréquence d'oscillation $F1$ du VCO. Il s'agit de la première harmonique $H1$ (composante utile) lorsque le diviseur DIVK n'existe pas ou présente une valeur de division égale à 1 ($K=1$), de la deuxième harmonique $H2$ lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par deux ($K=2$) ou de la quatrième harmonique $H4$ lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par quatre ($K=4$). Quand $K=4$, la quatrième harmonique $H4$ est en effet à $2F_{RF} + 2F_{BB}$ et est très proche de la fréquence de base $F1$ du VCO car la fréquence de base F_{BB} est faible devant la porteuse F_{RF} , de l'ordre de quelques GigaHertz. De même, la quatrième harmonique $H4$ présente une fréquence de $4F_{RF} + 4F_{BB}$ qui est proche de la fréquence centrale $F1$ du VCO.

Il est connu que l'existence involontaire de cette composante harmonique dans le signal de sortie du VCO, par divers chemins parasites, dégrade les performances du VCO.

Diverses méthodes sont utilisées pour pallier cet inconvénient.

Il est ainsi connu de réaliser le VCO sur un substrat distinct de celui du circuit TXCT de modulation de phase IQ. Ce circuit TXCT est agencé dans un coffret blindé et comporte des moyens de connexion aux barrières d'isolement empêchant les harmoniques du circuit TXCT de "remonter" jusqu'aux barrières comprennent généralement des connecteurs de type "balun" ou des tampons... et doivent être placés sur les chemins de conduction reliant le circuit TXCT aux chemins d'alimentation. Une solution complexe à mettre en œuvre pour des circuits RF, ce qui se traduit sur le prix de vente des terminaux mobiles.

D'autres méthodes reposent sur la prévision d'une architecture de circuit dans laquelle le VCO est protégé des parasites aux harmoniques.

Ainsi, les systèmes hétérodynes utilisent plusieurs étages de mélange en cascade, et un étage de prémodulation utilisant une fréquence intermédiaire IF. Dans l'étage de sortie, la fréquence du signal modulé est nettement décalée relativement à la fréquence propre du VCO, et les harmoniques du VCO sont des harmoniques de haut rang qui sont fortement atténuées.

Les systèmes hétérodynes présentent toutefois l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'au moins deux étages de mélange et des filtres supplémentaires, et sont donc encombrants et coûteux.

Une autre solution pour éviter l'effet d'accrochage en fréquence consiste à utiliser une boucle de recopie dans les VCO. Une telle boucle de recopie permet

d'obtenir des fréquences
à la fréquence centrale
de sa bande passante
boucle). Toutefois, cet-
5 l'emploi de plusieurs VCO
moins.

Diverses architectu-
ou de VCO peu sensib-
fréquence sont décrites
10 63211074, US 5144260, US

La présente inventi-
différent pour suppr-
d'accrochage en fréquenc-
et peu coûteux à mettre
15 bons résultats dans un c-
qu'un seul VCO, qu'il s'agisse
de phase IQ ou d'un circuit
encore d'un circuit
d'amplitude.

20 Pour atteindre cet
repose sur une étude
perturbation intervenant
plus loin. Au terme de cet-
plus en détail par la suite
25 d'accrochage en fréquence
dans le VCO d'une harmonique
multiples chemins par la
fonction de transfert,
signaux parasites. Ces
30 les uns aux autres et
résultant unique qui
vectorielle des signaux.

On a également pu
résultant est la cause
35 perturbations attribuables
fréquence, et que son
atténuation dans les

fréquences décalées par rapport
et se trouvant en dehors
nécessaire par le filtre de
ion nécessite également
également de trois VCO au

Circuits de modulation RF
l'effet d'accrochage en
nt dans les brevets US

un procédé tout à fait
mon limiter l'effet
des VCO, qui soit simple
et qui puisse offrir de
la modulation n'utilisant
un circuit de modulation
modulation d'amplitude ou
modulation de phase et

la présente invention
die des mécanismes de
VCO, qui sera décrite
la, et comme cela sera vu
pu conclure que l'effet
imputable à l'injection
parasite qui traverse de
ent chacun leur propre
ainsi une pluralité de
parasites s'additionnent
le un signal parasite
résultat de la somme

que le signal parasite
de toutes les formes de
l'effet d'accrochage en
à tout le moins son
possible, permet de

supprimer l'effet d'accrochage en fréquence, à tout le moins de le diminuer d'une manière suffisante au regard des spécifications attendues d'un circuit de modulation RF.

5 Ainsi, l'idée de la présente invention est d'injecter volontairement dans un VCO un signal parasite qui a la même amplitude que le signal parasite résultant injecté involontairement mais qui se trouve en opposition de phase avec celui-ci, de telle sorte que la somme
10 vectorielle du signal parasite résultant injecté involontairement et du signal parasite injecté volontairement est égale à 0. Un tel signal parasite injecté volontairement forme un signal de compensation selon l'invention qui neutralise l'effet d'accrochage en
15 fréquence dans un VCO.

Une autre idée de la présente invention est de générer le signal de compensation en prélevant l'harmonique perturbatrice dans le circuit de modulation lui-même, en un point riche en harmonique, puis en
20 appliquant cette harmonique à un circuit de contrôle d'amplitude et de phase afin de délivrer le signal de compensation.

Plus particulièrement, la présente invention concerne un procédé pour stabiliser le fonctionnement
25 d'un oscillateur contrôlé en tension piloté par une boucle à verrouillage de phase, l'oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF et recevant par l'intermédiaire d'au moins un chemin parasite une
30 composante harmonique de fréquence égale ou proche de celle du signal RF émis, susceptible de perturber le fonctionnement de l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage en fréquence, comprenant
l'injection, dans l'oscillateur contrôlé en tension, d'un
~~signal de compensation pour l'effet d'accrochage en~~
35 fréquence, dont la phase et l'amplitude sont ajustées de manière à neutraliser les effets perturbateurs de la composante harmonique.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est ajusté en amplitude et en phase de manière à présenter une amplitude sensiblement égale à l'amplitude d'un signal parasite résultant de l'injection involontaire dans l'oscillateur contrôlé en tension, par au moins un chemin parasite, de la composante harmonique perturbatrice, et une phase opposée à celle du signal parasite.

10 Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection non symétrique, en un point de l'oscillateur contrôlé en tension, d'un signal de compensation ayant une composante unique.

15 Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection d'un signal de compensation ayant deux composantes, et l'injection non symétrique de ces composantes en deux points différents de l'oscillateur contrôlé en tension.

20 Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection d'un signal de compensation ayant deux composantes en opposition de phase, et l'injection de ces deux composantes en deux points différents de l'oscillateur contrôlé en tension.

25 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'au moins une composante harmonique présente dans le circuit de modulation.

30 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'au moins une composante harmonique présente dans un amplificateur d'un circuit de modulation qui émet la composante harmonique perturbatrice.

35 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'une composante harmonique produite par un circuit de génération d'harmonique.

Selon un mode de réalisation, la phase du signal de compensation est ajustée à l'aide d'un circuit déphaseur.

Selon un mode de réalisation, l'amplitude du signal de compensation est ajustée au moyen d'un circuit atténuateur comprenant des résistances ou des capacités ajustables ou une combinaison de ces éléments.

5 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe d'au moins deux circuits atténuateurs dont les sorties sont additionnées.

10 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase issus d'une composante harmonique perturbatrice.

15 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase et de phase en opposition de phase
20 issus de la composante harmonique perturbatrice.

Selon un mode de réalisation, les signaux en quadrature de phase et en opposition de phase sont générés au moyen d'un diviseur de phase comprenant un pont équilibré de résistances et de capacités qui est peu
25 sensible à la température.

Selon un mode de réalisation, le circuit atténuateur comprend des capacités ajustables électriquement ou des résistances ajustables électriquement qui sont ajustées
30 par des signaux analogiques ou des données numériques d'ajustage.

Selon un mode de réalisation, les données numériques d'ajustage sont stockées dans une mémoire.

..... Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté dans le signal d'un composant
35 actif de l'oscillateur à la fréquence de résonance.

1e. 10
Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté dans la borne d'un composant passif de l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté par couplage inductif.

La présente invention concerne également un circuit RF comprenant un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF susceptible à verrouillage de phase pour contrôler l'oscillateur contrôlé en tension, un circuit de modulation recevant le signal RF et délivrant un signal modulé comprenant au moins une composante harmonique d'ordre égale ou proche de celle du signal RF délivré par l'oscillateur contrôlé en tension, la composante d'ordre étant susceptible de perturber le fonctionnement de l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage en fréquence, le circuit RF comprenant un circuit de compensation de l'effet d'accrochage en fréquence recevant une entrée recevant au moins la composante d'ordre perturbatrice et des moyens pour modifier l'amplitude et l'amplitude de la composante harmonique d'ordre pour délivrer un signal de compensation de l'effet d'accrochage en fréquence, et des moyens d'injection du signal de compensation dans l'oscillateur contrôlé.

Selon un mode de réalisation, le circuit de compensation est ajusté en amplitude et en phase de manière que le signal de compensation injecté dans l'oscillateur contrôlé présente une amplitude sensiblement égale à l'amplitude d'un signal parasite résultant de l'injection d'un signal parasite dans l'oscillateur contrôlé en tension, par un chemin parasite, de la composante harmonique perturbatrice, et une phase opposée à celle du signal parasite.

Selon un mode de réalisation, le circuit de compensation est un circuit électrique qui délivre un signal de compensation comprenant une composante unique qui

est injectée en un point de tension.

Selon un mode de compensation est un circuit qui délivre un signal de compensation à injectées en deux points contrôlé en tension.

Selon un mode de compensation est un circuit qui délivre un signal de compensation en opposition de phase qui diffèrents de l'oscillateur.

Selon un mode de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans le circuit de l'oscillateur.

Selon un mode de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans un amplificateur de modulation.

Selon un mode de compensation reçoit en entrée un signal délivrée par un circuit de l'oscillateur distinct du circuit de modulation.

Selon un mode de compensation comprend un circuit de déphasage pour modifier la phase de la composante harmonique.

Selon un mode de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant deux signaux en quadrature.

Selon un mode de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant des signaux en quadrature.

Selon un mode de compensation comprend un pont équilibré qui est peu sensible à la variation de tension.

oscillateur contrôlé en tension.

Selon, le circuit de compensation qui délivre un signal de compensation à injectées en deux points de l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon, le circuit de compensation qui délivre un signal de compensation en opposition de phase qui diffèrents de l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon, le circuit de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans le circuit de l'oscillateur.

Selon, le circuit de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans un amplificateur de modulation.

Selon, le circuit de compensation reçoit en entrée un signal délivrée par un circuit de l'oscillateur distinct du circuit de modulation.

Selon, le circuit de compensation comprend un circuit de déphasage pour modifier la phase de la composante harmonique.

Selon, le circuit de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant deux signaux en quadrature.

Selon, le circuit de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant des signaux en quadrature.

Selon, le circuit de compensation comprend un pont équilibré qui est peu sensible à la variation de tension.

Selon un mode de réalisation, le circuit de compensation comprend au moins un circuit atténuateur pour modifier l'amplitude de la composante harmonique reçue en entrée.

- 5 Selon un mode de réalisation, le circuit atténuateur comprend des résistances et/ou des capacités ajustables ou une combinaison de ces éléments.

- 10 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe d'au moins deux circuits atténuateurs dont les sorties sont additionnées pour contrôler la phase et l'amplitude du signal de compensation.

- 15 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase issus de la composante harmonique perturbatrice.

- 20 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase et en opposition de phase issus de la composante harmonique perturbatrice.

- 25 Selon un mode de réalisation, un circuit atténuateur comprend des capacités électriquement ou des résistances ajustables, dont, qui sont ajustées par des signaux analogiques ou numériques par un convertisseur numérique/analogique.

- 30 Selon un mode de réalisation, des données numériques d'ajustage des capacités du circuit atténuateur sont stockées dans des cellules mémoire et sont appliquées au convertisseur numérique/analogique.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté à la borne d'un composant actif de l'oscillateur à haute tension.

- 35 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté à la borne d'un composant passif de l'oscillateur à haute tension.

Selon un mode de réalisation des moyens d'injection du signal de compensation, on peut utiliser une inductance d'injection couplée à une bobine de l'oscillateur contrôlé en tension.

- 5 Cés objets, caractérisés par les avantages ainsi que d'autres de la présente invention, sont exposés plus en détail dans la description et de divers modes de réalisation de l'invention et de divers circuits de compensation et de modulation de phase IQ classique comprenant un oscillateur contrôlé en tension, faite à titre non limitatif en relation avec les figures jointes parmi lesquelles :
- 10 - la figure 1 représente un circuit de modulation de phase IQ classique comprenant un oscillateur contrôlé en tension,
- 15 - la figure 2A est le schéma d'un modèle théorique d'oscillateur contrôlé en tension utilisé pour analyser un phénomène de saut de fréquence,
- la figure 2B est le schéma d'un modèle théorique d'oscillateur contrôlé en tension utilisé pour analyser un phénomène de bruit et de parasite,
- 20 - la figure 3 représente les sauts de fréquence apparaissant dans un oscillateur contrôlé en tension en présence d'un signal parasite,
- la figure 4 représente les sauts de fréquence en fonction de la phase du parasite arrivant dans le cœur du VCO,
- la figure 5A représente le spectre de fréquences d'un signal délivré par le circuit de modulation de phase IQ de la figure 1 lorsqu'un signal parasite est appliqué en entrée en quadrature
- 30 - la figure 5B représente le spectre de fréquences d'un signal présent dans l'oscillateur contrôlé en tension de la figure 1,
- les figures 5A et 5B sont des représentations vectorielles illustrant l'apparition d'une fréquence parasite de fréquences représenté en figure 5B,

- la figure 7 représente un schéma de réjection d'un signal parasite présent sur un oscillateur contrôlé en tension de la figure 1,
- la figure 8 représente schématiquement un oscillateur contrôlé en tension comprenant un circuit de compensation selon l'invention,
- la figure 9 est le schéma électrique partiel d'un oscillateur contrôlé en tension classique, sur lequel sont repérés des points de connexion d'un signal de compensation selon l'invention.
- la figure 10 représente sous forme de blocs un premier mode de réalisation d'un circuit de compensation, selon l'invention,
- la figure 11 est le schéma électrique d'un élément de contrôle de phase représenté sous forme de bloc en figure 10,
- la figure 12 est le schéma électrique d'un élément de contrôle d'amplitude représenté sous forme de bloc en figure 10,
- la figure 13 représente sous forme de blocs un second mode de réalisation d'un circuit de compensation selon l'invention,
- la figure 14 est le schéma électrique d'un générateur de signaux en quadrature représenté sous forme de bloc en figure 13,
- la figure 15 est le schéma électrique d'un élément de contrôle d'amplitude représenté sous forme de bloc en figure 13,
- la figure 16 est un diagramme de phase illustrant le fonctionnement du circuit de compensation de la figure 13,
- la figure 17 représente sous forme de blocs un troisième mode de réalisation d'un circuit de compensation selon l'invention,
- la figure 18 est le schéma électrique d'un générateur de signaux en quadrature représenté sous forme de bloc en figure 17, et

- la figure 19 est le schéma bloqué d'un élément de contrôle d'amplitude représenté sous forme de bloc en figure 17.

Fondements expérimentaux et théoriques de

5 l'invention

Comme exposé plus haut, l'objet de la présente invention est d'injecter dans le VCO un signal de compensation qui neutralise en phase et en amplitude un signal parasite résultant émis par le VCO comme vectorielle des
10 signaux parasites incidents dans d'une composante harmonique délivrée par un circuit de modulation.

Avant de décrire des exemples de réalisation de circuits de compensation, il est nécessaire de générer un tel signal de compensation, et de décrire
15 diverses observations expérimentales, études théoriques et hypothèses ayant conduit à la présente invention.

Les dégradations causées par l'effet d'accrochage en fréquence se traduisent par des phénomènes distincts. On distingue d'une part des phénomènes à fréquence instantanée dans le VCO, et d'autre part des phénomènes de modulation parasite entraînant une erreur de fréquence constante et des raies parasites dans le spectre des fréquences du VCO. Il convient de démontrer que ces deux phénomènes ont une cause unique prenant la forme d'un signal parasite unique
20 ayant une amplitude et une phase déterminées, et qu'ils sont mutuellement corrélés en amplitude et en phase et qu'ils engendrent des raies parasites dans le spectre du VCO.

Des observations expérimentales et des études théoriques ont été combinées et des simulations informatiques ont été effectuées.
30

Dans la description de l'exemple de circuit de compensation, on se référera à la relation avec la figure 1. DIVK est supposé égal à 2. K est la deuxième harmonique H2 du signal RFAMP qui est la composante de l'amplificateur de fréquence centrale du VCO.
35

Modélisation d'un VC

Conformément à une isé et comme illustré
 sur les figures 2A, 2B, et être modélisé sous
 forme de deux éléments A boucle fermée, A étant
 la partie active du VCO, par un amplificateur
 de transconductance de B étant la partie
 réactive du VCO, modélisée par une résistance, une
 capacité et une inductance en parallèle, soit une
 impédance $F(\omega)$ de valeur

10

$$(1) F(\omega) = (1/R + j\omega L + 1/j\omega C)^{-1}$$

A l'équilibre du VCO (c
 2A), l'équation de la bou

SWP ouvert en figure
 s'écrit :

15

$$(2) V_1 = F(\omega)$$

soit :

$$(3) V_1 = F(\omega)$$

20

Pour que des conditions de relation stable soient
 obtenues, il faut que la fréquence centrale ω_1 du VCO
 soit égale à :

25

$$(4) \omega_1 = \omega_0$$

Il en découle que : $G_1 =$

30 Premier phénomène perturbant la fréquence dans le VCO

Un premier phénomène affectant des performances
 du VCO en présence d'un parasite est un décalage
 de la fréquence centrale. Le signal parasite
 apparaît quand les diodes du circuit de
 modulation sont activés, schématisé en figure
 2A par la fermeture d'un interrupteur SWP. La fréquence
 centrale F_1 est alors décalée vers une fréquence F_2 de

pulsation ω_2 et le décalage de fréquence ΔF peut s'écrire :

$$(5) \Delta F = \frac{1}{2} \omega_2 \pi$$

5

Lorsque le VCO est associé à un circuit PLL, comme illustré en figure 1, le saut de fréquence est compensé par le circuit PLL qui ramène le VCO sur sa fréquence centrale originelle. Le décalage en fréquence se traduit alors par des sauts de fréquence instantanés $\Delta F(t)$.

Ce phénomène a été observé en appliquant aux circuits mélangeurs IMIX des impulsions de tension. La fréquence F_{BB} de la porteuse de base est alors nulle et l'harmonique H2 du signal RF est égale à la fréquence propre F1 du VCO :

$$(6) K=2 \text{ et } F_{BB}=0 \Rightarrow H2 = 2F_{RF} = F1$$

20

Comme illustré en figure 2, on observe alors que la tension V1 délivrée par le VCO présente des sauts de fréquence à chaque impulsion émise par les canaux IQ. Les sauts de fréquence sont dus à la variation instantanée des chemins parasites et le verrouillage de phase. La fréquence d'origine par la boucle à verrouillage de phase. Les tensions appliquées aux canaux I et Q maintiennent la phase et

25

~~l'amplitude du signal de RF et donc de l'harmonique perturbatrice H2 dans le VCO.~~

30

Les sauts de fréquence peuvent être caractérisés mathématiquement en référence à la fréquence de VCO décrite plus haut et représenté en figure 3. Le signal parasite a pour expression $V_p e^{j\omega_p t}$ et présente une amplitude V_{sp} et une phase ϕ . L'équation de boucle est la suivante :

35

$$(7) V1 = V1 G e^{j\phi}$$

En considérant maintenant le signal parasite est la tension de sortie V_1 du VCO réinjectée dans le cœur du VCO par un chemin ayant une fonction de transfert $\alpha e^{j\varphi}$, lorsque le stabilisateur SWP est fermé, l'équation de boucle peut s'écrire :

$$(8) \quad V_1 = V_1 G \quad V_1 \propto e^{j\varphi}$$

10 avec :

$$(9) \quad \alpha = \dots$$

En exprimant la fonction de transfert parasite en coordonnées cartésiennes :

$$(10) \quad b = \dots$$

$$(11) \quad d = \dots$$

20 on peut trouver le terme ω_2 en traitant l'équation de boucle :

$$(12) \quad \omega_2 = 1/2 [d / (1-b)RC + \dots (1-b)RC)^2 + 4/LC]$$

25 Ainsi, il apparaît que le terme "d" est nul et que la pulsation ω_2 est égale à la phase du signal réinjecté est nulle par rapport à la phase de la tension V_1 ($\varphi=0$). Dans ce cas le saut de fréquence ΔF est nul. Si au contraire $\varphi = 90^\circ$ (phase du signal parasite) alors $b=0$, $d=\alpha$ et :

$$(13) \quad \omega_2 = 1/2 [\alpha / RC + \dots + 4/LC]$$

soit :

35

$$(14) \quad \Delta F = [1/2 [\alpha / RC + \dots + 4/LC] - \omega_1] / 2\pi$$

Ces relations entre la phase du signal perturbateur ont été confirmées par des simulations informatiques faites à partir du modèle de VCO. En simulant l'injection dans le VCO d'un signal parasite d'amplitude variable, on a pu tracer une courbe telle que celle représentée en figure 4. Il apparaît sur cette figure que la fréquence centrale F_1 du VCO présente des déplacements variant entre deux maxima $+\Delta F_{\max}$ et $-\Delta F_{\max}$ en fonction de la phase ϕ du signal parasite, et présente une valeur nulle lorsque la phase du signal parasite est nulle.

En définitive, les équations permettant de caractériser les sauts de fréquence sont confirmées par les constatations expérimentales ainsi que par les simulations informatiques. On conclut donc en ce qui concerne les sauts de fréquence qu'il existe une correspondance exacte entre les caractéristiques électriques (amplitude et phase) du signal parasite qui entre dans le cœur du VCO et les sauts de fréquence perturbateur.

Second phénomène perturbateur : les parasites dans le spectre de fréquences du VCO :

Ce phénomène est mis en évidence en appliquant par exemple sur le canal I et le canal II deux sinusoïdes pures de fréquence F_{BB} en quadrature de phase. Comme représenté en figure 5A, il apparaît à la sortie du circuit TXCT un signal H1 dont la fréquence centrale unique, de fréquence $F_{RF} + F_{BB}$ (composante H_1), apparaît également des harmoniques $H_2, H_3 \dots$. On voit donc également, des

~~traces de la porteuse F_{RF} et de la fréquence du signal image~~

~~$F_{RF} - F_{BB}$ qui est neutralisé en raison de la relation établie par la de~~

30 modulation de phase en quadrature.

K étant ici égal à 2, la fréquence H_2 est la composante du signal modulé la plus proche de la fréquence centrale F_1 du VCO. Cette harmonique de fréquence $2F_{RF} + 2F_{BB}$, soit $F_1 + 2F_{BB}$, est injectée dans le VCO par des chemins parasites. En observant la sortie du VCO au moyen d'un analyseur de spectre, on voit apparaître, en sus du signal de fréquence F_1 , une raie

parasite SH2 de même fréquence que le harmonique H2, comme cela est illustré en figure 5.

On voit également sur la figure 5 la gauche de la fréquence centrale F_1 du VCO, le parasite image ISH2 de fréquence $2F_{RF}-2F_{BB}$ (spectre 1).

La présence de cette image parasite peut s'expliquer d'une manière illustrée sur les figures 6A et 6B. Un VCO est un système qui, par sa nature, est limité en amplitude et fonctionne comme un modulateur à écrêtage vis-à-vis du signal parasite. Le signal parasite injecté, de fréquence F_1+2F_{BB} , est représenté comme vectorielle d'un vecteur \vec{V}_1 de fréquence F_1 et d'un vecteur tournant ("phasor") \vec{V}_2 de fréquence $2F_{BB}$. L'amplitude du vecteur \vec{V}_1 est définie par les conditions d'oscillation du VCO et ne peut pas être dépassée. La composante d'amplitude du vecteur tournant de fréquence $2F_{BB}$ est supprimée par le VCO. Comme illustré en figure 6A, le mécanisme de suppression du vecteur \vec{V}_2 d'amplitude transforme le vecteur \vec{V}_2 en un vecteur \vec{V}_2' orienté selon un axe AA' qui est perpendiculaire à un axe BB' selon lequel le vecteur \vec{V}_1 est orienté. La décomposition vectorielle de ce vecteur \vec{V}_2' donne deux vecteurs \vec{V}_3 , \vec{V}_3' d'amplitude $V_2/2$ et de phase et de fréquences respectives $2F_1$ et $2F_1+2F_{BB}$. Cela s'ajoute un autre phénomène dû à la présence d'un circuit PLL, qui contraint le vecteur parasite \vec{V}_3' à être en phase avec le vecteur central \vec{V}_1 . Ainsi, comme illustré en figure 6B, le vecteur \vec{V}_3' est maintenant la somme des deux vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_3' est maintenue constante et égale à celle du vecteur central \vec{V}_1 . Elle est donc alignée avec l'axe BB' . Ce phénomène se produit dans bande passante à verrouillage de phase.

En résumé, l'existence de l'image parasite ISH2 est due aux contraintes d'amplitude et de phase qui s'exercent sur le signal parasite une fois que celui-ci est injecté dans le VCO.

5

10

20

30

35

Il est important de noter que les observations confirment qu'il est suffisant pour évaluer les effets perturbateurs de l'harmonique de rang proche de la fréquence centrale F_1 du VCO, car la fréquence se trouve au voisinage des limites de la bande de transmission du VCO, car l'effet perturbateur des harmoniques de rang supérieur est faible en raison de la pente de 20 dB par décade.

On peut également remarquer que l'amplitude des harmoniques diminue rapidement en augmentant vers les harmoniques de rang élevé. En pratique, les circuits de modulation radio sont les plus sensibles à l'effet d'accrochage en fréquence. Ce sont les circuits dans lesquels $K=2$, par exemple, les circuits de transmission prévus pour le système Digital Cellular System). Les circuits de transmission du réseau GSM ("Global System for Mobile Communications") présentent un rapport K généralement égal à 2. Les oscillateurs contrôlés en tension sont moins sensibles à l'influence de l'harmonique de rang 4, qui est parfois gênante.

Le bruit de phase observé sur le signal de 5B peut être caractérisé de façon théorique en se référant au schéma de la figure 2B. Selon une hypothèse simple, le bruit de phase naturel d'un VCO, en l'absence de signal parasite extérieur, est engendré par le bruit thermique de la résistance R du VCO (partie de la figure 2B). Le bruit de phase naturel exprimé en dBc/Hz (dBc/ signal de porteuse en décibels, soit en dBc/ puissance de bruit/amplitude de la fréquence centrale du VCO) est donné par la relation suivante :

$$(15) \quad 20 \log \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{rms}}{A} \cdot (4kTR) \right] \text{ dBc/Hz}$$

35 "V_{rms}" étant l'amplitude efficace (en Volt rms) du VCO en l'absence de signal parasite, A la constante

de Boltzmann, T la température
résistance de la partie réactive

En d'autres termes, le bruit est
le rapport entre l'amplitude
5 l'amplitude V_{lrms} et la fréquence
travers la fonction de transfert

En considérant que le bruit est un
parasite injecté dans le circuit
"Vsp_{rms}" son amplitude est

10 raisonnement similaire permet de
phase Φ_{out} dû à l'injection du bruit
qui est donc plutôt maintenu (le
parasite) obéit à la relation

15 (16) Φ_c
 $20 \log[1/2 * (V_{lrms}/V_{l0})]$

ω_{off} étant la pulsation du bruit
offset F_{off} ($F_{off} = \omega_{off}/2\pi$)

20 La relation (16) confirme que le
raie parasite en fonction de la
une décroissance linéaire de
de la bande passante de la
constaté expérimentalement ;

25 En renversant la relation

(17) $V_{sp}(\Phi_c) = 2 \cdot 10^{(F_{off}/F_{BB})}$

30 En mesurant le niveau
à la sortie du VCO on peut
signal parasite (la tension
cœur du VCO.

Conclusions : les
théoriques et formules

35 En résumé : ces
mathématiques confirmées
expérimentales et par de

n, et R la
résistance en Ohms.

apparaît comme
thermique et
du VCO vu à

Le bruit est un
designant par
est rms), un
le bruit de
parasite (et
niveau de raie

$(R) \text{ dBc}$

la fréquence
($F_{off} = 2$)

le niveau de
offset présente
cœur en dehors
qui a été
(7).

et :

$(\Phi_c)/R) \cdot V_1$

$\Phi_{out} \text{ en dBc}$

le niveau du
dans le

expérimentales et
théoriques

les équations
observations
informatiques,

montrent que les deux phénomènes sont dus à des facteurs que sont les sauts de fréquence et la modulation parasite (ou bruit de phase) dont attribuer la cause unique prenant la forme d'un signal dont l'amplitude et de phase déterminées.

En référence à la figure 1, le schéma de problème technique et un modèle du problème technique peuvent ainsi être établis : dans le circuit représenté en figure 1, les étages de modulation IQ du circuit de modulation CT modulent une porteuse F_{RF} proportionnelle à la fréquence centrale F_1 du VCO, et plus particulièrement à $F_1/2$ ($K=2$) ou à $F_1/4$ ($K=4$) selon les applications. Le signal modulé passe dans un circuit de modulation des composants réels et donc non assainis, et présente ainsi une légère imperfection de linéarité. Le signal de sortie délivré par un circuit de sortie peut être modélisé par un problème :

$$(18) F(t) = b_0 + b_1 x(t) + b_2 x(t)^2 + b_3 x(t)^3 + b_4 x(t)^4 \dots$$

soit :

$$(19) F(t) = b_0 + H_1 x(t) + H_2 x(t)^2 + H_3 x(t)^3 + H_4 x(t)^4 + \dots$$

b_0 étant la composante continue $x(t)$ du signal de sortie, H_1 étant la force du signal utile du signal de sortie, b_1 la première harmonique du signal utile, H_2 étant la deuxième harmonique, H_3 la troisième harmonique, H_4 la quatrième harmonique, etc.

Des harmoniques sont créées et une harmonique au moins tombe dans la bande passante du VCO et perturbe son fonctionnement. Cette perturbation correspond à une injection de signal parasite qui perturbe le plus le VCO. On trouve le plus près de la fréquence de résonance du VCO, soit

l'harmonique H2 et les K=2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 101, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, 110, 111, 112, 113, 114, 115, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 130, 131, 132, 133, 134, 135, 136, 137, 138, 139, 140, 141, 142, 143, 144, 145, 146, 147, 148, 149, 150, 151, 152, 153, 154, 155, 156, 157, 158, 159, 160, 161, 162, 163, 164, 165, 166, 167, 168, 169, 170, 171, 172, 173, 174, 175, 176, 177, 178, 179, 180, 181, 182, 183, 184, 185, 186, 187, 188, 189, 190, 191, 192, 193, 194, 195, 196, 197, 198, 199, 200, 201, 202, 203, 204, 205, 206, 207, 208, 209, 210, 211, 212, 213, 214, 215, 216, 217, 218, 219, 220, 221, 222, 223, 224, 225, 226, 227, 228, 229, 230, 231, 232, 233, 234, 235, 236, 237, 238, 239, 240, 241, 242, 243, 244, 245, 246, 247, 248, 249, 250, 251, 252, 253, 254, 255, 256, 257, 258, 259, 260, 261, 262, 263, 264, 265, 266, 267, 268, 269, 270, 271, 272, 273, 274, 275, 276, 277, 278, 279, 280, 281, 282, 283, 284, 285, 286, 287, 288, 289, 290, 291, 292, 293, 294, 295, 296, 297, 298, 299, 300, 301, 302, 303, 304, 305, 306, 307, 308, 309, 310, 311, 312, 313, 314, 315, 316, 317, 318, 319, 320, 321, 322, 323, 324, 325, 326, 327, 328, 329, 330, 331, 332, 333, 334, 335, 336, 337, 338, 339, 340, 341, 342, 343, 344, 345, 346, 347, 348, 349, 350, 351, 352, 353, 354, 355, 356, 357, 358, 359, 360, 361, 362, 363, 364, 365, 366, 367, 368, 369, 370, 371, 372, 373, 374, 375, 376, 377, 378, 379, 380, 381, 382, 383, 384, 385, 386, 387, 388, 389, 390, 391, 392, 393, 394, 395, 396, 397, 398, 399, 400, 401, 402, 403, 404, 405, 406, 407, 408, 409, 410, 411, 412, 413, 414, 415, 416, 417, 418, 419, 420, 421, 422, 423, 424, 425, 426, 427, 428, 429, 430, 431, 432, 433, 434, 435, 436, 437, 438, 439, 440, 441, 442, 443, 444, 445, 446, 447, 448, 449, 450, 451, 452, 453, 454, 455, 456, 457, 458, 459, 460, 461, 462, 463, 464, 465, 466, 467, 468, 469, 470, 471, 472, 473, 474, 475, 476, 477, 478, 479, 480, 481, 482, 483, 484, 485, 486, 487, 488, 489, 490, 491, 492, 493, 494, 495, 496, 497, 498, 499, 500, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 510, 511, 512, 513, 514, 515, 516, 517, 518, 519, 520, 521, 522, 523, 524, 525, 526, 527, 528, 529, 530, 531, 532, 533, 534, 535, 536, 537, 538, 539, 540, 541, 542, 543, 544, 545, 546, 547, 548, 549, 550, 551, 552, 553, 554, 555, 556, 557, 558, 559, 560, 561, 562, 563, 564, 565, 566, 567, 568, 569, 570, 571, 572, 573, 574, 575, 576, 577, 578, 579, 580, 581, 582, 583, 584, 585, 586, 587, 588, 589, 590, 591, 592, 593, 594, 595, 596, 597, 598, 599, 600, 601, 602, 603, 604, 605, 606, 607, 608, 609, 610, 611, 612, 613, 614, 615, 616, 617, 618, 619, 620, 621, 622, 623, 624, 625, 626, 627, 628, 629, 630, 631, 632, 633, 634, 635, 636, 637, 638, 639, 640, 641, 642, 643, 644, 645, 646, 647, 648, 649, 650, 651, 652, 653, 654, 655, 656, 657, 658, 659, 660, 661, 662, 663, 664, 665, 666, 667, 668, 669, 670, 671, 672, 673, 674, 675, 676, 677, 678, 679, 680, 681, 682, 683, 684, 685, 686, 687, 688, 689, 690, 691, 692, 693, 694, 695, 696, 697, 698, 699, 700, 701, 702, 703, 704, 705, 706, 707, 708, 709, 710, 711, 712, 713, 714, 715, 716, 717, 718, 719, 720, 721, 722, 723, 724, 725, 726, 727, 728, 729, 730, 731, 732, 733, 734, 735, 736, 737, 738, 739, 740, 741, 742, 743, 744, 745, 746, 747, 748, 749, 750, 751, 752, 753, 754, 755, 756, 757, 758, 759, 760, 761, 762, 763, 764, 765, 766, 767, 768, 769, 770, 771, 772, 773, 774, 775, 776, 777, 778, 779, 780, 781, 782, 783, 784, 785, 786, 787, 788, 789, 790, 791, 792, 793, 794, 795, 796, 797, 798, 799, 800, 801, 802, 803, 804, 805, 806, 807, 808, 809, 810, 811, 812, 813, 814, 815, 816, 817, 818, 819, 820, 821, 822, 823, 824, 825, 826, 827, 828, 829, 830, 831, 832, 833, 834, 835, 836, 837, 838, 839, 840, 841, 842, 843, 844, 845, 846, 847, 848, 849, 850, 851, 852, 853, 854, 855, 856, 857, 858, 859, 860, 861, 862, 863, 864, 865, 866, 867, 868, 869, 870, 871, 872, 873, 874, 875, 876, 877, 878, 879, 880, 881, 882, 883, 884, 885, 886, 887, 888, 889, 890, 891, 892, 893, 894, 895, 896, 897, 898, 899, 900, 901, 902, 903, 904, 905, 906, 907, 908, 909, 910, 911, 912, 913, 914, 915, 916, 917, 918, 919, 920, 921, 922, 923, 924, 925, 926, 927, 928, 929, 930, 931, 932, 933, 934, 935, 936, 937, 938, 939, 940, 941, 942, 943, 944, 945, 946, 947, 948, 949, 950, 951, 952, 953, 954, 955, 956, 957, 958, 959, 960, 961, 962, 963, 964, 965, 966, 967, 968, 969, 970, 971, 972, 973, 974, 975, 976, 977, 978, 979, 980, 981, 982, 983, 984, 985, 986, 987, 988, 989, 990, 991, 992, 993, 994, 995, 996, 997, 998, 999, 1000.

L'harmonique H2 est injectée au cœur du VCO par de multiples chemins (induction magnétique, radiations électromagnétiques, chemins passant par le substrat, chemins passant par les lignes d'alimentation électrique, etc.). Leur propre fonction de transfert est représentée par la figure 8 par des blocs SA1, SA2, SA3, etc.

Quel que soit le nombre de chemins parasites, les signaux parasites H2, H3, H4, H5, H6, H7, H8, H9, H10, H11, H12, H13, H14, H15, H16, H17, H18, H19, H20, H21, H22, H23, H24, H25, H26, H27, H28, H29, H30, H31, H32, H33, H34, H35, H36, H37, H38, H39, H40, H41, H42, H43, H44, H45, H46, H47, H48, H49, H50, H51, H52, H53, H54, H55, H56, H57, H58, H59, H60, H61, H62, H63, H64, H65, H66, H67, H68, H69, H70, H71, H72, H73, H74, H75, H76, H77, H78, H79, H80, H81, H82, H83, H84, H85, H86, H87, H88, H89, H90, H91, H92, H93, H94, H95, H96, H97, H98, H99, H100, H101, H102, H103, H104, H105, H106, H107, H108, H109, H110, H111, H112, H113, H114, H115, H116, H117, H118, H119, H120, H121, H122, H123, H124, H125, H126, H127, H128, H129, H130, H131, H132, H133, H134, H135, H136, H137, H138, H139, H140, H141, H142, H143, H144, H145, H146, H147, H148, H149, H150, H151, H152, H153, H154, H155, H156, H157, H158, H159, H160, H161, H162, H163, H164, H165, H166, H167, H168, H169, H170, H171, H172, H173, H174, H175, H176, H177, H178, H179, H180, H181, H182, H183, H184, H185, H186, H187, H188, H189, H190, H191, H192, H193, H194, H195, H196, H197, H198, H199, H200, H201, H202, H203, H204, H205, H206, H207, H208, H209, H210, H211, H212, H213, H214, H215, H216, H217, H218, H219, H220, H221, H222, H223, H224, H225, H226, H227, H228, H229, H230, H231, H232, H233, H234, H235, H236, H237, H238, H239, H240, H241, H242, H243, H244, H245, H246, H247, H248, H249, H250, H251, H252, H253, H254, H255, H256, H257, H258, H259, H260, H261, H262, H263, H264, H265, H266, H267, H268, H269, H270, H271, H272, H273, H274, H275, H276, H277, H278, H279, H280, H281, H282, H283, H284, H285, H286, H287, H288, H289, H290, H291, H292, H293, H294, H295, H296, H297, H298, H299, H300, H301, H302, H303, H304, H305, H306, H307, H308, H309, H310, H311, H312, H313, H314, H315, H316, H317, H318, H319, H320, H321, H322, H323, H324, H325, H326, H327, H328, H329, H330, H331, H332, H333, H334, H335, H336, H337, H338, H339, H340, H341, H342, H343, H344, H345, H346, H347, H348, H349, H350, H351, H352, H353, H354, H355, H356, H357, H358, H359, H360, H361, H362, H363, H364, H365, H366, H367, H368, H369, H370, H371, H372, H373, H374, H375, H376, H377, H378, H379, H380, H381, H382, H383, H384, H385, H386, H387, H388, H389, H390, H391, H392, H393, H394, H395, H396, H397, H398, H399, H400, H401, H402, H403, H404, H405, H406, H407, H408, H409, H410, H411, H412, H413, H414, H415, H416, H417, H418, H419, H420, H421, H422, H423, H424, H425, H426, H427, H428, H429, H430, H431, H432, H433, H434, H435, H436, H437, H438, H439, H440, H441, H442, H443, H444, H445, H446, H447, H448, H449, H450, H451, H452, H453, H454, H455, H456, H457, H458, H459, H460, H461, H462, H463, H464, H465, H466, H467, H468, H469, H470, H471, H472, H473, H474, H475, H476, H477, H478, H479, H480, H481, H482, H483, H484, H485, H486, H487, H488, H489, H490, H491, H492, H493, H494, H495, H496, H497, H498, H499, H500, H501, H502, H503, H504, H505, H506, H507, H508, H509, H510, H511, H512, H513, H514, H515, H516, H517, H518, H519, H520, H521, H522, H523, H524, H525, H526, H527, H528, H529, H530, H531, H532, H533, H534, H535, H536, H537, H538, H539, H540, H541, H542, H543, H544, H545, H546, H547, H548, H549, H550, H551, H552, H553, H554, H555, H556, H557, H558, H559, H560, H561, H562, H563, H564, H565, H566, H567, H568, H569, H570, H571, H572, H573, H574, H575, H576, H577, H578, H579, H580, H581, H582, H583, H584, H585, H586, H587, H588, H589, H590, H591, H592, H593, H594, H595, H596, H597, H598, H599, H600, H601, H602, H603, H604, H605, H606, H607, H608, H609, H610, H611, H612, H613, H614, H615, H616, H617, H618, H619, H620, H621, H622, H623, H624, H625, H626, H627, H628, H629, H630, H631, H632, H633, H634, H635, H636, H637, H638, H639, H640, H641, H642, H643, H644, H645, H646, H647, H648, H649, H650, H651, H652, H653, H654, H655, H656, H657, H658, H659, H660, H661, H662, H663, H664, H665, H666, H667, H668, H669, H670, H671, H672, H673, H674, H675, H676, H677, H678, H679, H680, H681, H682, H683, H684, H685, H686, H687, H688, H689, H690, H691, H692, H693, H694, H695, H696, H697, H698, H699, H700, H701, H702, H703, H704, H705, H706, H707, H708, H709, H710, H711, H712, H713, H714, H715, H716, H717, H718, H719, H720, H721, H722, H723, H724, H725, H726, H727, H728, H729, H730, H731, H732, H733, H734, H735, H736, H737, H738, H739, H740, H741, H742, H743, H744, H745, H746, H747, H748, H749, H750, H751, H752, H753, H754, H755, H756, H757, H758, H759, H760, H761, H762, H763, H764, H765, H766, H767, H768, H769, H770, H771, H772, H773, H774, H775, H776, H777, H778, H779, H780, H781, H782, H783, H784, H785, H786, H787, H788, H789, H790, H791, H792, H793, H794, H795, H796, H797, H798, H799, H800, H801, H802, H803, H804, H805, H806, H807, H808, H809, H810, H811, H812, H813, H814, H815, H816, H817, H818, H819, H820, H821, H822, H823, H824, H825, H826, H827, H828, H829, H830, H831, H832, H833, H834, H835, H836, H837, H838, H839, H840, H841, H842, H843, H844, H845, H846, H847, H848, H849, H850, H851, H852, H853, H854, H855, H856, H857, H858, H859, H860, H861, H862, H863, H864, H865, H866, H867, H868, H869, H870, H871, H872, H873, H874, H875, H876, H877, H878, H879, H880, H881, H882, H883, H884, H885, H886, H887, H888, H889, H890, H891, H892, H893, H894, H895, H896, H897, H898, H899, H900, H901, H902, H903, H904, H905, H906, H907, H908, H909, H910, H911, H912, H913, H914, H915, H916, H917, H918, H919, H920, H921, H922, H923, H924, H925, H926, H927, H928, H929, H930, H931, H932, H933, H934, H935, H936, H937, H938, H939, H940, H941, H942, H943, H944, H945, H946, H947, H948, H949, H950, H951, H952, H953, H954, H955, H956, H957, H958, H959, H960, H961, H962, H963, H964, H965, H966, H967, H968, H969, H970, H971, H972, H973, H974, H975, H976, H977, H978, H979, H980, H981, H982, H983, H984, H985, H986, H987, H988, H989, H990, H991, H992, H993, H994, H995, H996, H997, H998, H999, 1000.

Caractéristique de l'invention
Selon l'invention on injecte dans le VCO un signal de compensation Bcomp, ayant la même amplitude que le signal A1 mais en opposition de phase avec lui (soit un déphasage de 180°).
Le signal Bcomp est injecté dans le circuit de compensation COMPCT. On applique en entrée un signal de compensation COMPCT assure l'ajustage de la fréquence du signal déterminé qui lui est appliqué.
signal de compensation Bcomp. Exemples de réalisation d'un circuit de compensation dans ce qui suit.

Le signal déterminé doit correspondre en fréquence à H4 dont on veut compenser la fréquence. Comme cela est avantageux, on applique ce signal soit directement à H4, soit à H4 et à H5.

qui est facile à extraire des circuits de modulation aux points de l'amplificateur de sortie qui sont riches en harmoniques.

- 5 A noter qu'il peut être dans certaines applications, qu'un mode riche en harmoniques H2 ou H4 ne soit pas disponible ou non accessible. On réalisera dans ce cas un mode d'harmonique, en prélevant dans le circuit de porteuse
- 10 RFSx après les étages de modulation (le signal F_{RF} modulé) et en appliquant des composants non linéaires.

- Enfin, on peut déterminer le point d'injection du signal dans le VCO.
- 15 Diverses options peuvent être envisagées. On se référera à titre d'exemple au schéma électrique partielle du VCO est ici de type symétrique et présente une branche VCOL ("VCO left") et une branche ("VCO right") qui
- 20 fonctionnent en couple pour la génération du signal de sortie. Les points P1R, P2L, P2R, P3L, P3R d'injection du signal Bcomp sont représentés par des pointsillés.

- Le signal Bcomp peut être injecté sur des bornes de
- 25 commande de composants actifs ou sur des bases de transistors branchés en classe AB ou P1R) par l'intermédiaire d'un circuit permettant d'éviter l'introduction d'harmoniques dans le signal. Le signal Bcomp peut également être injecté sur les bornes de
- 30 composants passifs par exemple sur les cathodes de condensateurs C1, C2 (pour les anodes reçoivent une tension constante). L'injection du signal Bcomp peut être effectuée par couplage inductif, par exemple à l'aide d'une inductance
- 35 d'injection Lc qui sera en série avec L1 du VCO. Le signal Bcomp est injecté aux extrémités

de l'inductance L_0 étant à la masse.

On décrira maintenant la réalisation d'un circuit de compensation. Dans ce qui suit, on supposera que le signal de compensation est affecté des effets perturbateurs de l'inductance du signal modulé délivré par la ligne.

Exemples de réalisation

- 10 La figure 10 représente un mode de réalisation d'un circuit de compensation selon l'invention. Le circuit est un réseau à décalage de phase 180° et une atténuation. La sortie du circuit est un signal d'amplitude ATTC. Le signal Bcomp est appliqué à la partie VCOR du VCO, par exemple parmi les entrées P1L/P1R, P3L/P3R décrits plus haut.
- 20 L'harmonique $H2$ est prise au nœud de l'amplificateur de puissance (à l'entrée) et est dépourvue de la fréquence fondamentale ($H1$), par exemple sur un transistor à effet de champ bipolaires, et par un filtre passe-bas visant à supprimer les harmoniques continues du signal présent sur l'entrée.

Comme représenté sur la figure 11, le circuit PSN comprend une source de tension V_{CC} et deux cellules CELL1, CELL2. La cellule CELL1 comprend un premier groupe RC formé d'une résistance ajustable $R1$ et d'une capacité $C1$ en parallèle, et un second groupe RC formé d'une résistance ajustable $R2$ et d'une capacité $C2$ en parallèle. La cellule CELL2 est identique à la cellule CELL1. La sortie de chaque cellule est prise au nœud de la coupure RC. Selon la valeur des résistances $R1$ et $R2$, le circuit PSN permet d'appliquer un déphasage ϕ de phase souhaité à l'harmonique $H2$.

prélevée avec une détermination de l'amplificateur RFAMP est délivrée par le circuit avec une phase corrigée ϕ' .

Comme représenté en schéma, le circuit atténuateur ATTC est par exemple un pont diviseur résistif ajustable qui compense l'amplitude de l'harmonique H2 (qui est délivrée par le Bcomp (ϕ')).

Les circuits 104, 105, 106 et 107 sont en cours d'une étape de test électrostatique avant leur mise en service du circuit RFCT. Les valeurs de l'amplitude sont ajustées empiriquement en appliquant des signaux de test au circuit RFCT, jusqu'à ce que le VCO délivre un signal "propre" sans les parasites décrits plus haut. On a donc la mesure du possible et dans les conditions admises, car une neutralisation des parasites est en pratique peu réalisable.

Ce mode de compensation est selon l'invention, destiné à être mis en œuvre sous forme de circuits discrets. On décrit maintenant les modes 13 et 17 deux autres modes de COMPACT3 du circuit de compensation sont prévus pour être préférés à ceux dans un circuit intégré.

Les circuits sont représentés sur ces figures sont ajustés numériquement. Les valeurs d'ajustage, une fois enregistrées dans un registre NVREG, sont appliquées à un convertisseur numérique DAC à plusieurs voies, qui convertit les signaux analogiques à des signaux numériques de type VARICAP.

Le circuit 108 représenté sur la figure 13 est du type non symétrique (c'est-à-dire en entrée l'harmonique H2, qui est le mode décrit plus haut. Le circuit est un générateur de

quadrature QGEN1 et quatre atténuateurs IAT1, IBAT1, QAT1, QBAT1. Les quatre sorties du convertisseur DAC sont envoyées à quatre comparateurs qui contrôlent quatre potentiomètres. Le potentiomètre IB (ou /I, soit $\sin I$ ou $\cos I$) est en quadrature avec I) et le potentiomètre /Q. La somme des quatre potentiomètres est une sinusoïde ayant un déphasage de 180° par rapport au résultat de la somme des autres potentiomètres.

10 Le générateur de fréquence H2 a deux sorties distinctes, l'une pour l'harmonique H2 et l'autre pour l'harmonique H2 déphasée de $+45^\circ$ par rapport à IBAT1 tandis que l'harmonique H2 déphasée de -45° est appliquée aux atténuateurs IAT1 et IBAT1.

15 appliquée aux atténuateurs IAT1 et IBAT1. Un signal Bcomp1 est appliqué au VCO, sur l'un des deux points décrits plus haut. Les deux potentiomètres QBAT1 et IBAT1 sont additionnés et le résultat est appliqué à la commande d'injection PIR, En tant que tel, Comme illustré, le générateur de quadrature QGEN1 est en quadrature avec la commande de déphase l'harmonique H2 parallèle avec la commande de déphase de -45° .

Comme illustré, les quatre potentiomètres IAT1, IBAT1, QAT1, QBAT1 sont contrôlés par un signal de commande de ces éléments. Les capacités VARIOP sont contrôlées par un signal de commande. La figure 18 illustre les quatre cadrans illustrant les quatre potentiomètres.

Les quatre potentiomètres IAT1, IBAT1, QAT1, QBAT1 sont contrôlés par un signal de commande de ces éléments. Les capacités VARIOP sont contrôlées par un signal de commande. La figure 18 illustre les quatre cadrans illustrant les quatre potentiomètres.

Le générateur de fréquence H2 a deux sorties distinctes, l'une pour l'harmonique H2 et l'autre pour l'harmonique H2 déphasée de $+45^\circ$ par rapport à IBAT1 tandis que l'harmonique H2 déphasée de -45° est appliquée aux atténuateurs IAT1 et IBAT1. Un signal Bcomp1 est appliqué au VCO, sur l'un des deux points décrits plus haut. Les deux potentiomètres QBAT1 et IBAT1 sont additionnés et le résultat est appliqué à la commande d'injection PIR, En tant que tel, Comme illustré, le générateur de quadrature QGEN1 est en quadrature avec la commande de déphase l'harmonique H2 parallèle avec la commande de déphase de -45° .

Le générateur de fréquence H2 a deux sorties distinctes, l'une pour l'harmonique H2 et l'autre pour l'harmonique H2 déphasée de $+45^\circ$ par rapport à IBAT1 tandis que l'harmonique H2 déphasée de -45° est appliquée aux atténuateurs IAT1 et IBAT1. Un signal Bcomp1 est appliqué au VCO, sur l'un des deux points décrits plus haut. Les deux potentiomètres QBAT1 et IBAT1 sont additionnés et le résultat est appliqué à la commande d'injection PIR, En tant que tel, Comme illustré, le générateur de quadrature QGEN1 est en quadrature avec la commande de déphase l'harmonique H2 parallèle avec la commande de déphase de -45° .

Comme illustré, les quatre potentiomètres IAT1, IBAT1, QAT1, QBAT1 sont contrôlés par un signal de commande de ces éléments. Les capacités VARIOP sont contrôlées par un signal de commande. La figure 18 illustre les quatre cadrans illustrant les quatre potentiomètres.

5 Bcomp est ajustable dans les limites du premier cadran, soit entre 0 et 90°. La phase du signal Bcomp est déterminée par les capacités des capacités qui forment chaque atténuateur. Les atténuateurs IBAT1 et QAT1 sont désactivés et les atténuateurs IAT1, QBAT1 sont désactivés, la phase du signal Bcomp est ajustable dans les limites du second cadran, soit entre 90° et 180°. Lorsque les atténuateurs IAT1 et QBAT1 sont actifs et les atténuateurs IBAT1 et QAT1 sont désactivés, la phase du signal Bcomp est ajustable dans les limites du troisième cadran, soit entre 180° et 270°. Lorsque les atténuateurs IAT1 et QBAT1 sont actifs et les atténuateurs IBAT1 et QAT1 sont désactivés, la phase du signal Bcomp est ajustable dans les limites du quatrième cadran, soit entre 270° et 360°.

Le circuit à l'entrée du générateur de quadrature QGEN2 est alimenté par une et quatre atténuateurs déphasés IAT1 et IAT2 pilotés par le convertisseur D/A pour produire une première et une deuxième sortie. Le QGEN2 reçoit les harmoniques H2, /H1 et H3/H1 déphasés, sur quatre sorties distinctes à 0°, de 90°, de +180° et de -180°. Les IAT1 et IAT2 déphasés de 0° et de 180° produisent deux aux atténuateurs IAT1 et IAT2, et les IAT2 déphasés

de 90° et 270° aux apertures des deux aux atténuateurs QAT2 et IBAT2.

Les premières entrées des atténuateurs IAT2, IBAT2, QAT2, QBAT2 sont alimentées par un signal Bcomp1 qui est appliqué à la partie VCO, en un point d'inflection de la courbe de ses sorties des atténuateurs IAT2, IBAT2, QAT2, QBAT2 sont additionnés pour former un signal en opposition de phase avec Bcomp1 qui est appliqué à la partie VCOL du VCO, en un point d'inflection de la courbe de ses sorties.

Comme illustré sur la figure 1, le générateur QGEN2 comprend un pont constitué de résistances et de résistances, dans lequel les résistances varient avec la température et de procédé (variation de la température des éléments avec le procédé de mesure de la température). Ainsi ce générateur mesure la variation de la température de 90° entre chacune de ses sorties, la variation soit la variation des résistances des ponts avec la température ou avec le procédé de mesure, et la fréquence de travail.

Le générateur QGEN2 est réalisé sous forme de filtre passe-bas, encore plus les effets de variation de température et de fréquence de travail.

Comme illustré sur la figure 2, l'atténuateur IAT1, IBAT1, QAT1, QBAT1 est un diviseur de tension à quatre sorties, formé par trois résistances et trois capacités.

Chacune des quatre sorties est pilotée par une tension de polarisation.

La tension de polarisation est contrôlée par des tensions de polarisation ajustables VARICAP, de sorte que la simplicité.

La première capacité est connectée entre la première et la deuxième entrée.

La deuxième capacité est connectée entre la deuxième et la troisième entrée, et la troisième capacité est connectée entre la troisième et la quatrième entrée.

Le circuit est basé sur le principe au circuit Varicap, comme avantage.

5 variations de la fréquence sont plus précis.

Il est possible de présenter diverses variantes en matière de quadrature active. Egalement, des variantes peuvent être envisagées.

Bien entendu, il est possible de décrire un circuit de perturbateurs au quatrième rang, de la présente invention, K pouvant être la fréquence.

20 considérant les calculs théoriques, neutraliser les perturbateurs d'origine unique, par exemple, les signaux de perturbateurs.

25 soit que l'on considère le circuit de perturbateurs de perturbateurs de (par exemple, gain variable) ou de compensation d'origine.

30 compensation d'origine, compensation de deux signaux indépendants ou additionnels.

35 Enfin, il est possible de décrire un circuit qui précède à la

amplitude du signal dans son circuit, et offre une sensibilité aux perturbations d'être plus

l'art que la présente invention, les autres variantes de génération de POLYPHASE... électriquement des VARICAP.

qui précède à la description des effets de perturbateurs ou de

d'application des exemples, égale à la fréquence qu'on ait

tales et de la pratique de neutraliser une origine historique des

es, il va de l'architecture des effets de perturbateurs à gain

signaux de compensation parasite circuit de

dans le VCO, l'un peuvent être

ite dans ce modulation de

REVENDICATIONS

1. Circuit de réception comprenant :
 - un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF (V1, F1);
 - une boucle de rétroaction de phase pour contrôler l'oscillateur contrôlé en tension;
 - 5 - un circuit de mélange à CTX recevant le signal RF (V1, F1) et délivrant un signal RF (V2, F2) comprenant au moins une composante harmonique (H2, H4) de fréquence égale ou proche de celle du signal RF délivré par l'oscillateur contrôlé en tension;
 - 10 - un circuit de traitement du signal recevant la composante harmonique et agissant sur la tension par effet d'accrochage pour modifier la tension par caractérisation de gain;
 - 15 - un circuit de compensation comprenant (COMP1, COMP2, COMP3) agissant sur la tension de la composante harmonique perturbatrice (H2, H4) pour modifier la phase et la fréquence afin de délivrer un signal RF (V3, F3) de l'effet d'accrochage;
 - des moyens de compensation (Bcomp) agissant sur la tension de la composante harmonique perturbatrice.
2. Circuit de réception comprenant :
 - 25 - un oscillateur contrôlé en tension (V1, F1, COMP2, COMP3) agissant sur la tension de la composante harmonique perturbatrice de manière que le signal RF (V1, F1) délivré par l'oscillateur contrôlé en tension soit de fréquence sensiblement égale à la fréquence (F2, F3) (et) résultant de l'impédance de la composante harmonique perturbatrice (SA1, SA2, SA3, ... SA7) agissant sur la tension de la composante harmonique perturbatrice, et une phase de la composante harmonique perturbatrice.

3. Circuit de compensation des variations 1 et 2,
dans lequel un circuit (CMFCT1) est un
circuit de compensation qui reçoit un signal de
compensation et qui est injectée
5 en un point de l'oscillateur.

4. Circuit de compensation des variations 1 et 2,
dans lequel un circuit (CMFCT2) est un
circuit de compensation qui reçoit un signal, de
10 compensation (Bcomp2) qui
sont injectés dans l'oscillateur
contrôlé en entrée.

5. Circuit de compensation des variations 1 et 2,
15 dans lequel un circuit (CMFCT3) est un
circuit de compensation ayant deux entrées en opposition
de phase et qui reçoit des signaux différents de
l'oscillateur.

20 6. Circuit de compensation des variations 1 à 5,
dans lequel un circuit (CMFCT4) est en entrée
une compensation et qui est injectée dans le
circuit de l'oscillateur.

25 7. Circuit de compensation des variations 1 à 5, dans lequel
le circuit (CMFCT5) est en entrée une
compensation et qui est injectée dans un
amplificateur de modulation.

30 8. Circuit de compensation des variations 1 à 5,
dans lequel un circuit (CMFCT6) est en entrée
une compensation et qui est injectée dans le
circuit de
35 modulateur.

9. dans lequel sont incluses les fonctions 1 à 8, comprend un circuit qui agit sur la phase de la composante harmonique.
- 5
10. dans lequel sont incluses les fonctions 1 à 8, comprend un circuit qui agit sur la composante harmonique des signaux en quadrature.
- 10
11. dans lequel sont incluses les fonctions 1 à 8, comprend un circuit qui agit sur la composante harmonique des signaux en quadrature.
- 15
12. dans lequel est inclus le pont équilibré qui est peu sensible aux variations de température.
- 20
13. dans lequel sont incluses les fonctions 1 à 12, dans lequel est inclus un pont équilibré (COMPCT), dans lequel est inclus un circuit d'atténuation (IAT2, IBAT2, QAT2, IBAT2) qui agit sur la composante harmonique des signaux en quadrature.
- 25
14. dans lequel sont incluses les fonctions 1 à 13, dans lequel sont incluses des résistances ou des condensateurs en fonction de ces éléments.
- 30
15. dans lequel sont incluses les fonctions 1 à 14, comprenant un groupe de résistances (IAT1, IBAT1, QAT1, IBAT2) dont les
- 35

injecté (C1, C2) de
l'oscill

22. 19, dans le signal de
compens. inductance
d'inject (L1) de
l'oscill

10 23. onnement d'un
oscillat piloté par une
boucle l'oscillateur
contrôlé (V1, F1) et
recevant un chemin
15 parasite H2, H4) de
fréquence RF émis,
susceptible d'accrochage
l'oscill d'accrochage
en fréq

20 carac. d'injection, dans
l'oscill (Bcomp) de
compens. fréquence, dont
la phase est de manière à
neutraliser la composante
25 harmonique

24, dans lequel
le signal d'amplitude et en
phase est sensiblement
30 égale (résultant
de l'oscillateur contrôlé
en tenant compte (SA1, SA2,
SA3,... perturbatrice,
et une

35 25, dans 23 et 24,
comprend un point de

l'oscillateur et le signal de compensation.

5 26. Le circuit de compensation des variations 23 et 24, comprenant une source de tension de compensation ayant deux bornes de sortie, l'une étant reliée à la section non symétrique et l'autre à la section symétrique, les deux bornes étant reliées à des points différents de l'oscillateur.

10 27. Le circuit de compensation des variations 23 et 24, comprenant une source de tension de compensation ayant deux bornes de sortie, l'une étant reliée à la section de phase, et l'autre à la section de tension, les deux bornes étant reliées à des points différents de l'oscillateur.

15 28. Le circuit de compensation des variations 23 à 27, dans lequel la source de tension de compensation est reliée à partir d'au moins une borne de sortie à un point de la section H2, H4) prélevée.

20 29. Le circuit de compensation des variations 23 à 27, dans lequel le signal de compensation est reliée à partir d'au moins une borne de sortie à un point de la section H2, H4) prélevée.

25 30. Le circuit de compensation des variations 23 à 29, dans lequel la source de tension de compensation est reliée à partir d'une borne de sortie à un point de la section H2, H4) prélevée.

30 31. Le circuit de compensation des variations 23 à 30, dans lequel la source de tension de compensation est reliée à partir d'une borne de sortie à un point de la section H2, H4) prélevée.

35 32. Le circuit de compensation des variations 23 à 31, dans lequel la source de tension de compensation est reliée à partir d'une borne de sortie à un point de la section H2, H4) prélevée.

moyen de résistances prenant des
résistances ou une
combinaison

5 32. dans lequel la relation 23 à 30,
dans lequel le signal de
compen- groupe d'au
moins IAT1, QAT1,
QBAT1, les sorties sont
10 additionnées

34. dans lequel
l'ampli- sation sont
ajustée- atténuateurs
15 (IAT1/QAT1) additionnées
et rece- structure de phase
issus de la

20 35. dans lequel
l'ampli- sation sont
ajustée- atténuateurs
(IAT2/QAT2) additionnées
et rece- structure de phase
et de- sus de la
25 composé

36. dans lequel
les si- position de
phase déphaseur
30 compen- es et de
capacités

37. dans lequel 33 à 35,
dans l'AT1, QAT1,
35 QBAT1, capacités
ajustables

électrique
analogique

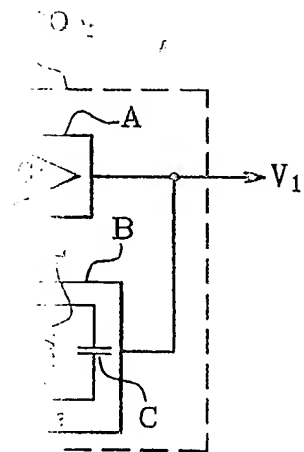
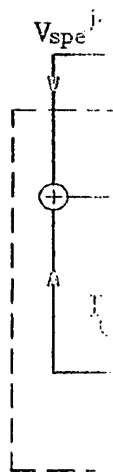
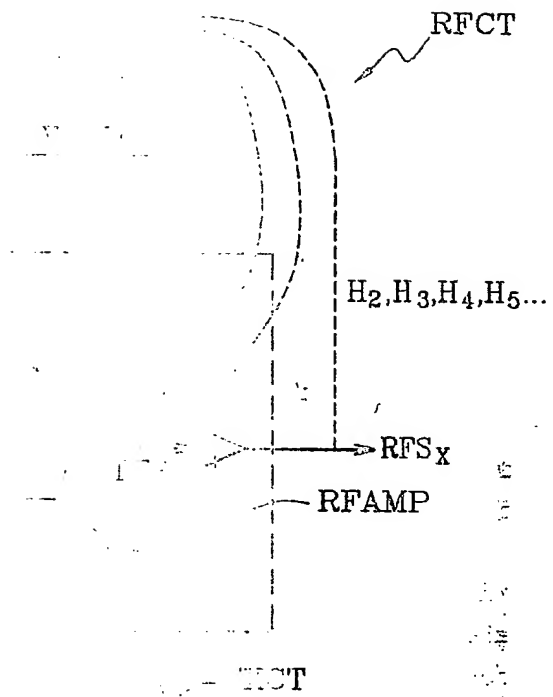
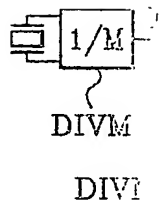
pour les signaux
à l'usage.

38. dans lequel
5 les données sont injectées dans des
cellules

39. dans lequel
10 sur une cellule est injecté
l'oscillateur (T1, T2) de

40. dans lequel
15 sur une cellule est injecté
l'oscillateur (C1, C2) de

41. dans lequel
20 par couple est injecté



2B

3/2



Fig. 3



Fig. 4

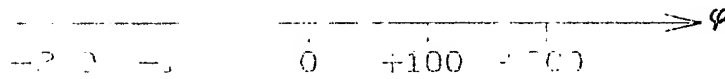


Fig. 5A

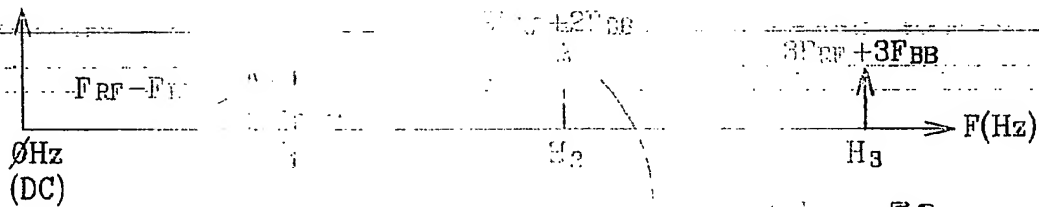


Fig. 5B

ϕ_{noise}

5Hz

10 Hz

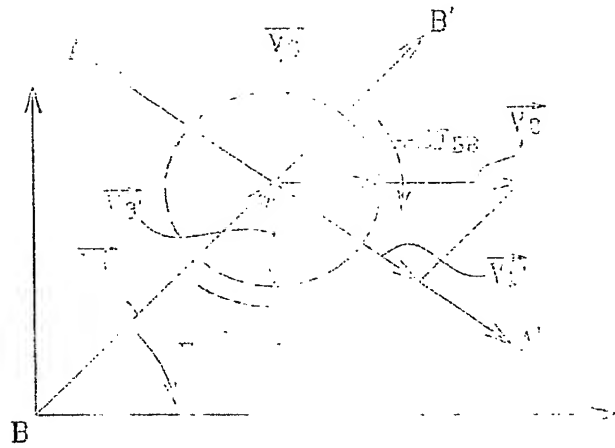


Fig. 6A



Fig. 6B

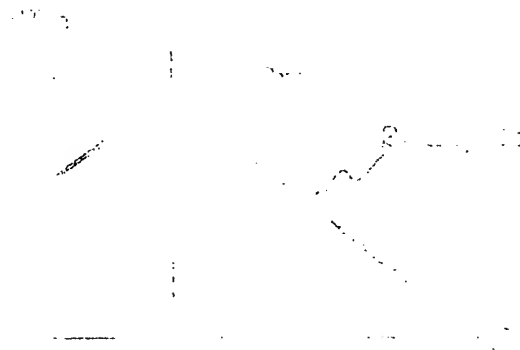
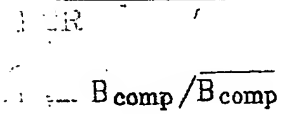
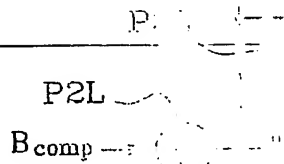
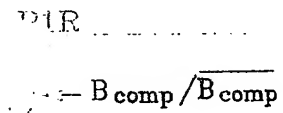
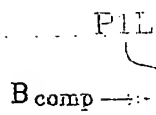
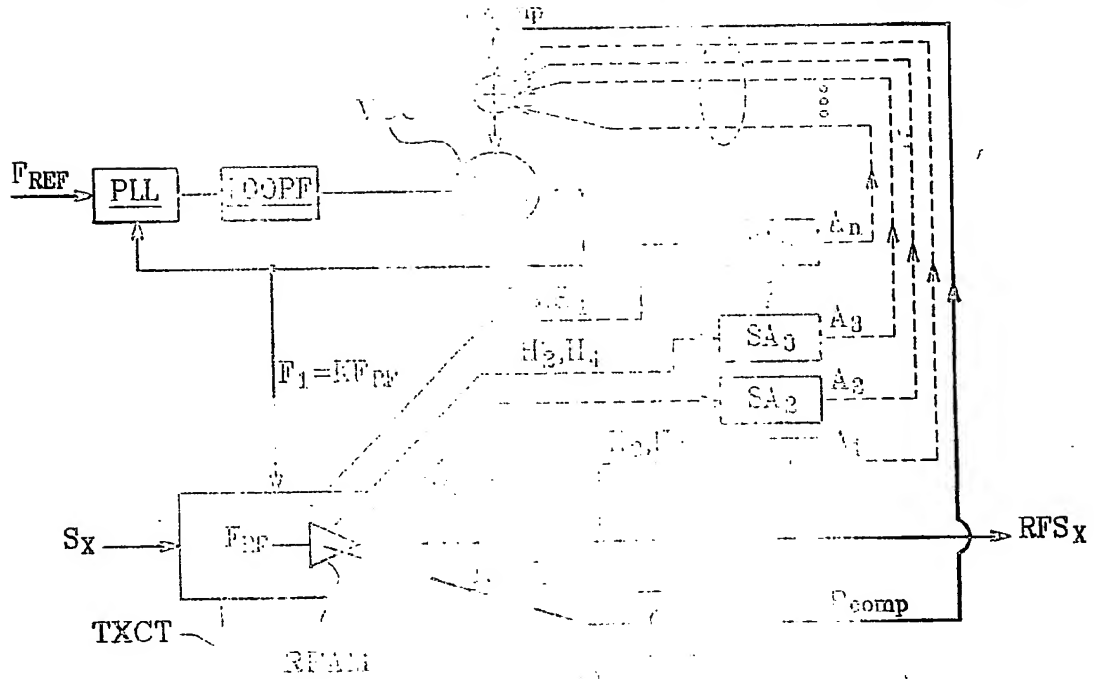
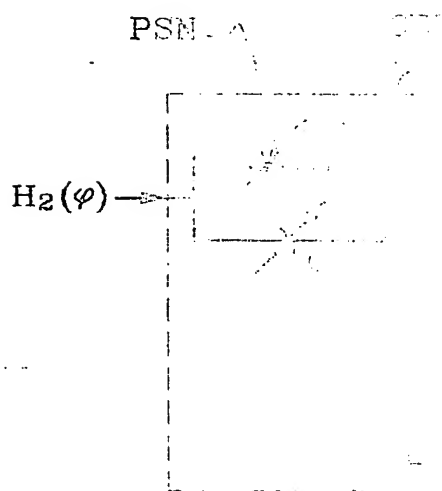
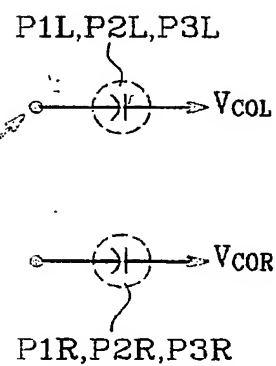
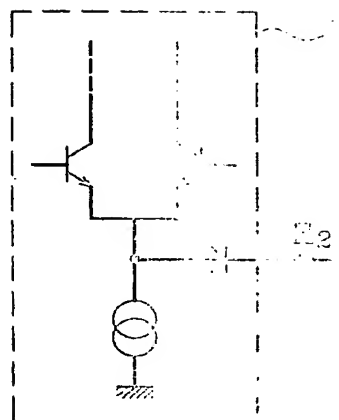


Fig. 7

4/8

$$A = A_1 + A_2 + A_3 + \dots + A_n$$





CELL2

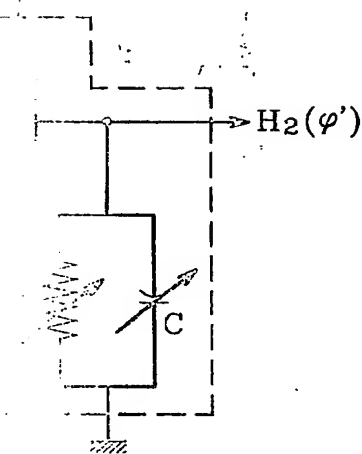


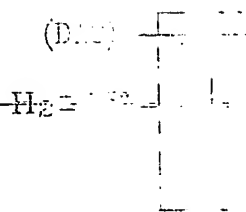
Fig. 1

TC

$mp(\varphi')$



Fig. 14



INT. J. B. 10

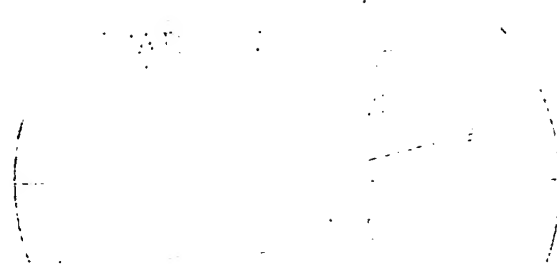
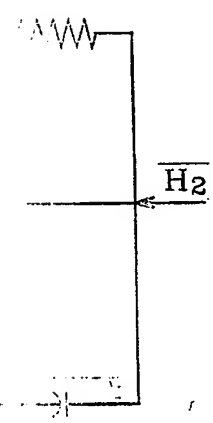


Fig. 16

QGEN2



(CNC)

Fig. 19

BAT2

COMPACTS

Fig. 17



DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 31 42 31

DECLARATION D'INVENTION

PROPRIÉTÉ D'UTILITÉ

Propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11 235°02

INVENTEUR(S) Page N° 1. / 1.

(à compléter par l'inventeur ou l'unique inventeur)

à compléter à l'encre noire

DE 113 W / 260699

Vos références pour ce dossier

(facultatif)

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

TITRE DE L'INVENTION (200 caractères maximum)

Oscillateur contrôlé en tension et en fréquence

mont en fréquence

LE(S) DEMANDEUR(S) :

MARCHAND André

OMNIPAT

24, Place des Martyrs de la Résistance

13100 AIX EN PROVENCE

DESIGNE(NT) EN TANT QUE

utilisez un formulaire identique

S'il y a plus de trois inventeurs,
1 de pages).

Nom

Prénoms

Adresse

Rue

Code postal et

Société d'appartenance (facultatif)

Nom

Prénoms

Adresse

Rue

Code postal et

Société d'appartenance (facultatif)

Nom

Prénoms

Adresse

Rue

Code postal et

Société d'appartenance (facultatif)

DATE ET SIGNATURE(S)

DU (DES) DEMANDEUR(S)

OU DU MANDATAIRE

(Nom et qualité du signataire)

Aix en Provence, le 17 octobre

MARCHAND André - CPI

OMNIPAT

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978

Elle garantit un droit d'accès et

aux réponses faites à ce formulaire.

21.

1. The first part of the report is a summary of the work done during the year. It is a brief statement of the results of the work, and is intended to give a general idea of the progress made.

2. The second part of the report is a detailed account of the work done during the year. It is a full and complete statement of the results of the work, and is intended to give a detailed account of the progress made.

3. The third part of the report is a summary of the work done during the year. It is a brief statement of the results of the work, and is intended to give a general idea of the progress made.

4. The fourth part of the report is a detailed account of the work done during the year. It is a full and complete statement of the results of the work, and is intended to give a detailed account of the progress made.

5. The fifth part of the report is a summary of the work done during the year. It is a brief statement of the results of the work, and is intended to give a general idea of the progress made.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ BLACK BORDERS

☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

☒ FADED TEXT OR DRAWING

☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

☐ SKEWED/SLANTED IMAGES

☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

☐ GRAY SCALE DOCUMENTS

☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.